

# 琉球大学学術リポジトリ

## McMurray形サイリスタ・インバータによる三相誘導電動機の世界速度制御

メタデータ	言語: 出版者: 琉球大学工学部 公開日: 2013-10-04 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 親盛, 克治, Oyamori, Katsuji メールアドレス: 所属:
URL	<a href="http://hdl.handle.net/20.500.12000/27715">http://hdl.handle.net/20.500.12000/27715</a>

# McMurray形サイリスタ・インバータ による三相誘導電動機の世界速度制御

親 盛 克 治\*

## Speed Control of the 3 phase Induction Motor by McMurray-type Thyristor Inverter

Katsuji, OYAMORI

For the methods of speed control of induction motor have been used 1) change poles, 2) variable of the secondary resistance, 3) altering frequency of the source voltage. Method 1 is narrow range speed control of motor, method 2 use for only winding type induction motor, method 3 use for squirrel-cage and winding type, and range of speed control is wide.

Such a method of control can be realized by using of McMurray type thyristor inverter.

In this paper is written as follow :

1. The motor speed can be easily adjusted by altering the frequency of the ring counter which drive thyristor gates.
2. Braking of squirrel-cage type motor is available through the feed back diodes.
3. Reverse running can be feasible by the change of gates pulse sequence of the ring counter.

### 1. 諸言

三相誘導電動機の世界速度 $N$ は、 $N=120 f/P \cdot (1-S)$ で与えられ、その速度制御方法として、1) 極数 $P$ のきりかえ、2) 2次抵抗挿入による、すべり $S$ の変化、3) 電源周波数の可変、の三つの方法がある。1)は2~3段のきりかえしかできず、広範囲の速度制御には不向きである。2)は従来広く用いられてきた方法であるが、これは、巻線形にしか適用できない不便さがあり、その上すべり $S$ の大きい低速度運転には、効率の低下をまねくという欠点がある。3)は設備費の高価という点で、特殊な場所にしか用いられな

かった。

最近サイリスタ技術がとみに進歩し、改良形インバータ回路などの出現によって、サイリスタインバータを三相誘導電動機の駆動源とし、そのゲートパルスの周波数を制御することにより、電動機の世界速度が容易に且つ直線的にかえられ、その上制御の範囲も広く経済性も高い。サイリスタの点弧順序をかえれば、従来の二線きりかえ方式に比べ、容易に逆転も可能となる。更にこの方式は、巻線形のみならず、かご形にも適用できる利点をもつ。

本稿では、McMurray形インバータを試作し、これによりかご形電動機の世界速度制御を行い、その結果について考察したものである。

受付：1972年11月20日

\* 琉球大学短期大学部電気工科

2. 回路構成および動作原理

2-1. 主回路および記号説明

図1はMcMurray形サイリスタ・インバータの主回路および記号を説明したものである。

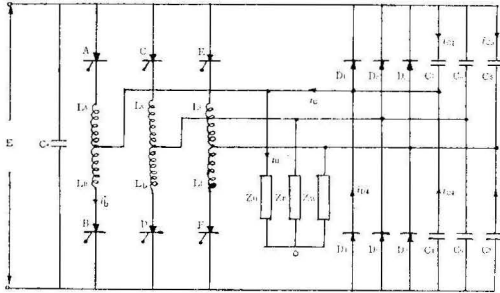


Fig 1 McMurray type thyristor inverter main circuit

2-2. 回路動作

図1において、ゲートパルス $g_A \sim g_D$ は6個で1サイクルをなし、サイリスタはAFCBEDの順に点弧する。各サイリスタは180度ずつ通電し、残り180度はoff状態を保つ。

図2はその順序を示したものである。

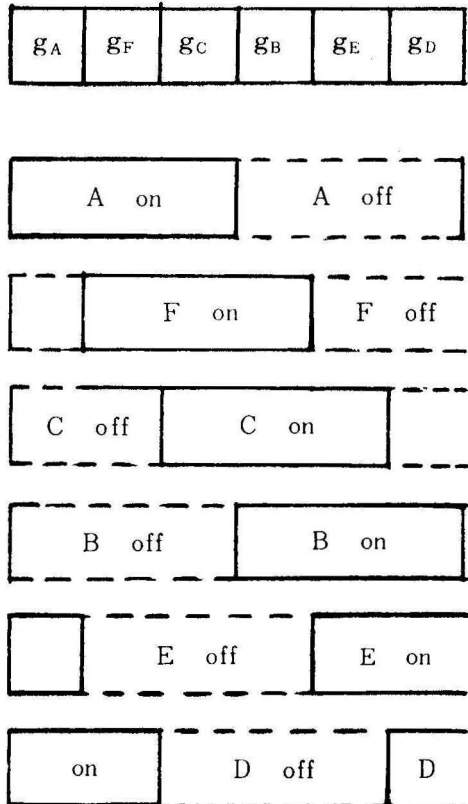


Fig 2 Sequence of thyristor commutation

はじめにA, EとDが通電しているとしよう。 $g_A$ より60度おくれのパルス $g_F$ により、Fがon状態となり、 $C_2$ の放電々流および $C_5$ の充電々流により、 $L_F$ に起電力を誘起し、サイリスタEはoffとなり、EとFの通電が入れかわる。その時通電は、電源(+) $\rightarrow$ A $\rightarrow$ 負荷 $\rightarrow$ F $\rightarrow$ 電源(-)の順となる。次に $g_A$ より120度おくれのパルス $g_C$ により、サイリスタCがonとなりDがoffして通電が入れかわる。その結果電源(+) $\rightarrow$ A $\rightarrow$ 負荷 $\rightarrow$ F $\rightarrow$ 電源(-)の順となる。1サイクルにつき、各サイリスタの転流の項序を示したのが図3である。

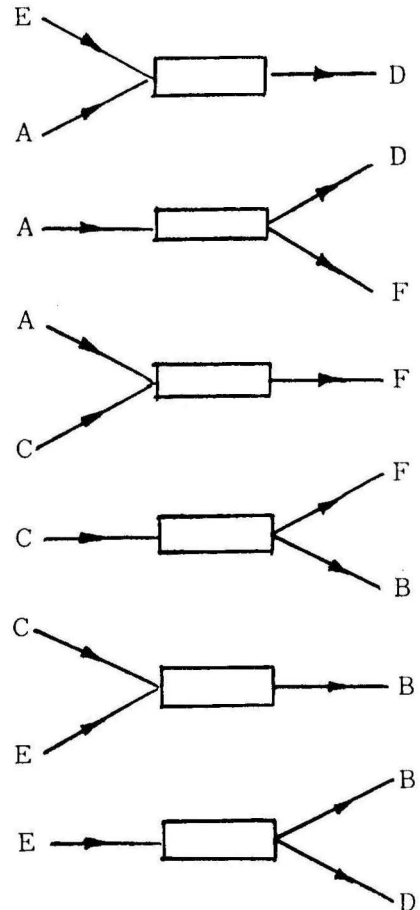
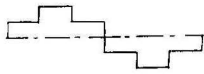
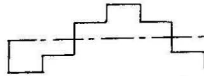


Fig 3 Sequence of thyristor commutation in the period.

その結果負荷側には、図4, 5にみるような、相電圧 $V_{uo}, V_{vo}, V_{wo}$ と線路電圧 $V_{uv}, V_{vw}, V_{wu}$ が得られる。この電圧のフーリエ展開式は(1)式で示され、



(a)  $V_{uv}$

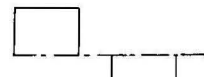


(b)  $V_{vw}$



(c)  $V_{wu}$

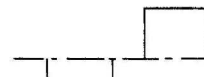
Fig 4 Phase voltage



(a)  $V_{uv}$



(b)  $V_{vw}$



(c)  $V_{wu}$

Fig 5 Line voltage

$$v(t) = 4E/\pi \cdot (\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \frac{1}{7} \sin 7 \omega t + \dots) \quad (1)$$

第3およびその奇数倍調波を除去した出力電圧が得られる。

力率の悪い誘導負荷における、サイリスタAからBへの転流を、その1サイクルについてみると図6のようになる。(1)

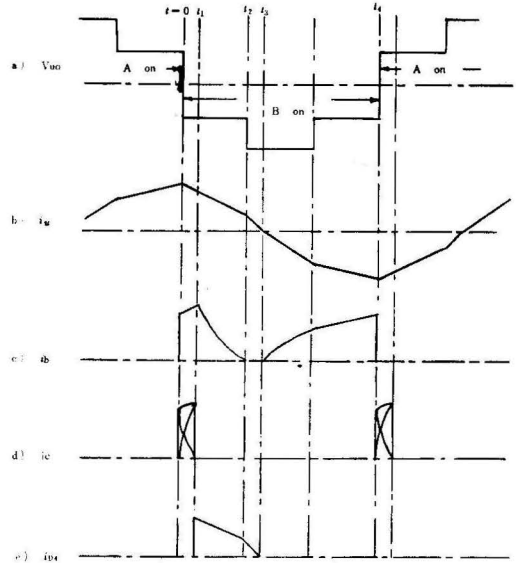


Fig 6 Voltage and current waveforms in the period.

まずBが点弧すると、C4の放電およびC1の充電々流により、LBに起電力が誘起され、Aがoffとなる。LBの誘起電圧により、帰還ダイオードD4は逆バイアス状態となって通電しないが、 $i_c = i_{c4} + i_{c1} = 0$ に達する  $t = t_1$  おいて、D4は通電し  $t_1 \sim t_3$  の間におくれ電流を電源に返送する。この場合  $t = t_1$  において、LBに蓄えられたエネルギーは、 $B \rightarrow D4 \rightarrow LB$  を通して消費される。この電流が0となった後、D4が  $i_u$  を流す期間  $t_2 \leq t \leq t_3$  でBは逆バイアスとなり、Bの電流  $i_B$  は0となる。 $i_u$  の方向が反転する位相  $t = t_3$  で、Bは再び通電を始め、逆方向の負荷電流を  $t_3 \leq t_4$  の間に流す。図6からもわかるように、重誘導負荷の場合一旦onになったサイリスタの電流  $i_B$  は、除中で0になり再度これをonするには、ゲートパルス巾として60~90度のものを必要とする。

D1~D6は帰還ダイオードで、負荷力率が悪くなることにより、負荷の蓄積エネルギーを電源に返送するためのものである。これを附加することにより、広範囲に力率の変化する負荷に対しても、確実に転流が行われ、又電力の回生ができ経済的である。写真1は

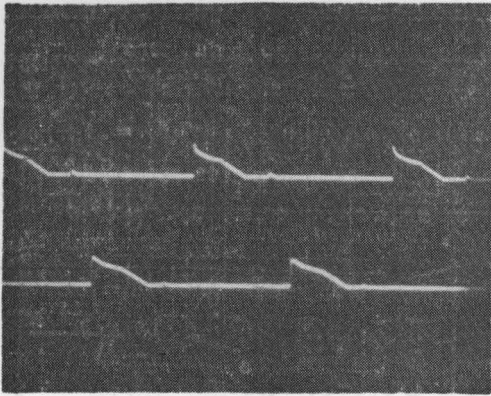


Photo. 1 Feedback current  
upper; ID1  
lower; ID3

60度のパルスとして取り出される。リングカウンタのシフトパルスとして、図8に示す無安定マルチを用いた。無安定マルチの出力 $g_1$ を $TR_1, TR_3, TR_5$ のベースに、 $g_2$ を $TR_2, TR_4, TR_6$ のベースに夫々加える。

FF回路にEBを印加すると、まず初段のFFのみ“ $I$ ”（左側トランジスタonで右側off）を保つ。（この状態は、図7において $R_1 = 5R_2$ にえらぶことにより得られる。） $TR_1, TR_3, TR_5$ のベースに正パルス $g_1$ を並列に加えると、初段のFFのみ“ $1$ ”から“ $O$ ”（左側offで右側on）に反転し、 $TR_3, TR_5$ は元の状態“ $O$ ”を維持する。 $TR_1$ のoffにより、 $TR_2$ のベース電位がかわり、“ $O$ ”から“ $I$ ”に反転

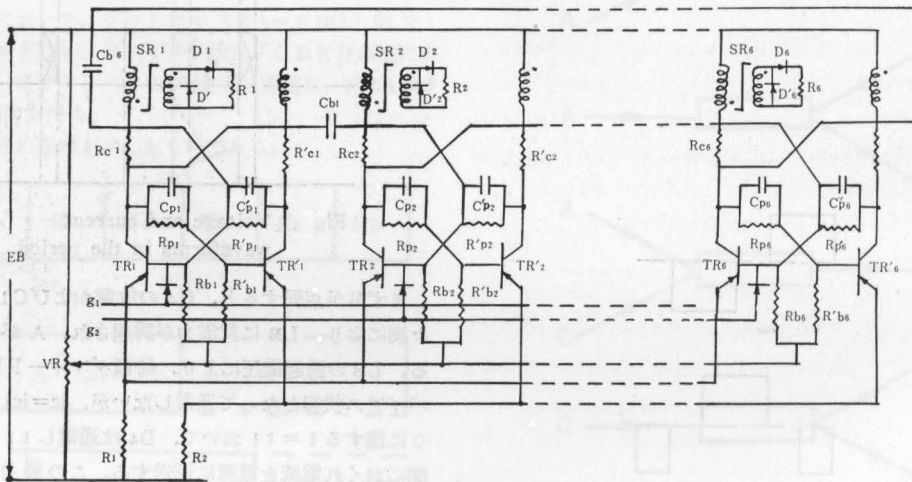


Fig 7 Transistor ring counter circuit

電力回生が行なわれた場合の、ダイオード $D_4$ を流れる電流である。

### 3. 可変周波数用ゲート回路

#### 3-1. リングカウンタ

三相インバータの周波数制御には、6相可変周波数パルスを必要とする。この方式には、UJTを用いた弛張発振回路により駆動する、6段のトンネルダイオード方式や、サイリスタ又はトランジスタ・フリップフロップ（FFと略記）によるリングカウンタ方式がある。本稿では後者を採用した。

図7に示すように、6段のリングカウンタ出力は、

する。これは次のシフトパルス $g_2$ がそのベースに加わるまでその状態を保つ。 $g_2$ は $TR_2, TR_4, TR_6$ のベースに並列に加わるが、 $TR_2$ のみ反転し他は元の状態にある。かくしてシフトパルス $g_1, g_2$ が交互に入るたびに、出力側から60度巾のパルスが得られる。

#### 3-2. パルストランスとの組合わせ

三相インバータに用いるサイリスタは、夫々独立に点弧させる必要がある。（即ちカソードが共通できない）。6相の夫々絶縁されたパルスを得るために、図7に示すようにコレクタと直列に可飽和磁心 $SR_1 \sim SR_6$ を挿入し、その二次パルスを点弧用として用いる。写真

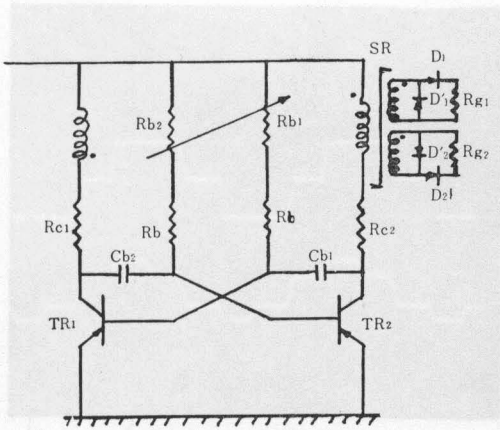


Fig 8 A-stable multi vibrator

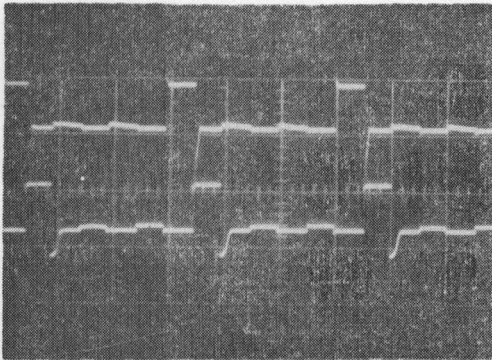


Photo. 2 Gate pulse  
upper;  $V_{gA}$   
lower;  $V_{gF}$

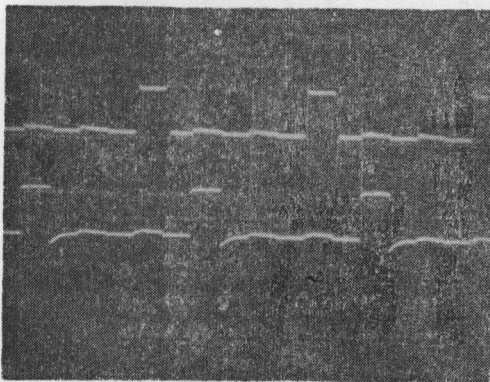


Photo. 3 Gate pulse  
upper;  $V_{gA}$   
lower  $V_{gC}$

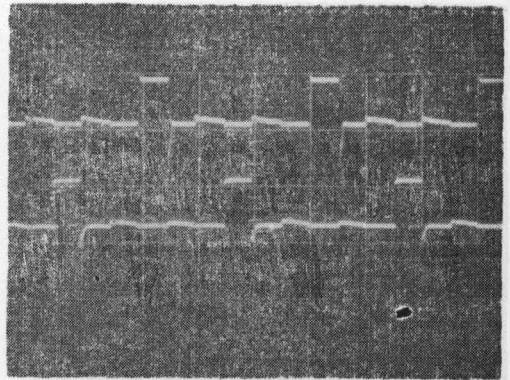


Photo. 4 Gate pulse  
upper;  $V_{gA}$   
lower;  $V_{gB}$

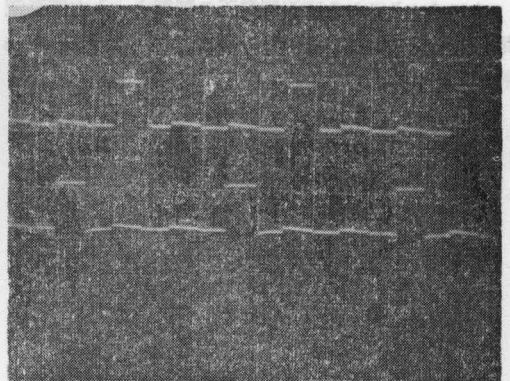


photo. 5 Gate pulse  
upper;  $V_{gA}$   
lower;  $V_{gE}$

2~5はgAを基準としたゲートパルス波形である。

### 3-3. インバータの逆転制御

三相誘導電動機の逆転には、サイリスタの点弧順序をかえることにより容易に行える。高速運転時の電動機を逆転させるには、プラグギング電流が大きいので、周波数を減じ急速に回生制動を行わせながら減速し、低速となった時点で逆転スイッチの切りかえを行えば、安定で且つ逆転時間を短縮できる。図9は切換スイッチ投入前後のゲートパルスの相順を示したものである。

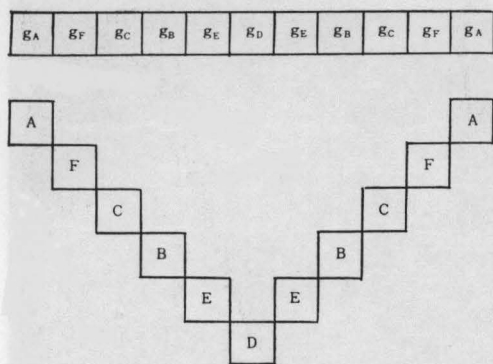


Fig. 9 Sequence of thyristor gate pulse when before and after inverse running switch on.

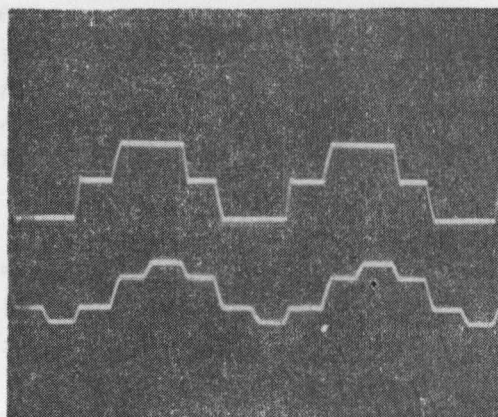


Photo. 6 Output Voltage upper; line voltage lower phase Voltage

4. 実験結果及び考察

4-1. 入力電圧対出力電圧特性

インバータにおける交流側電圧の制御は、入力側直流電圧の可変により容易に行い得る。図10は  $V_{dc}-V_{ac}$  特性を示したものである。

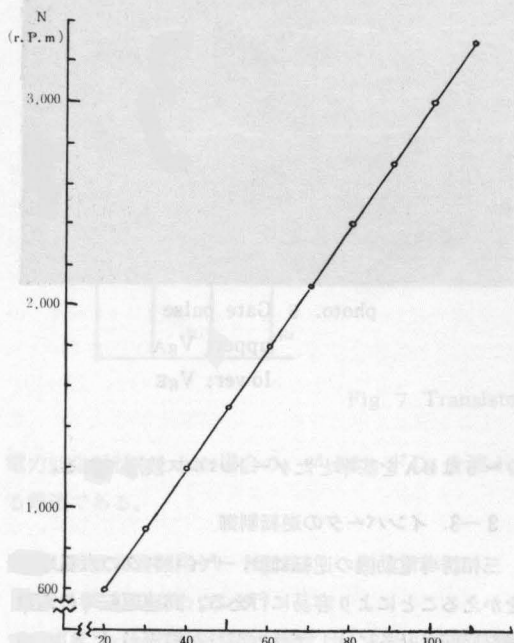


Fig 10 Output voltage for input voltage

通電時のサイリスタ及び転流リアタンス降下は、 $V_{dc}=1000(V)$ に於いて26(V)にも達する。写真6は抵抗負荷接続時の相電圧、線路電圧を示したものである。

4-2. 出力電流対入力電流特性

抵抗負荷を接続し、周波数をパラメータとした  $I_{ac}-I_{dc}$  特性を図11に、又誘導負荷の場合の同様の特性を図12に示す。両者共周波数の増加に対し、電源容量の

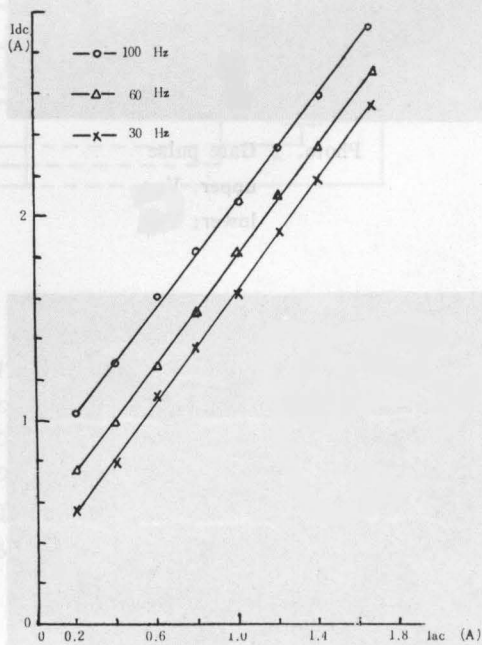


Fig 11 Input current for output current (connecting resistance load)

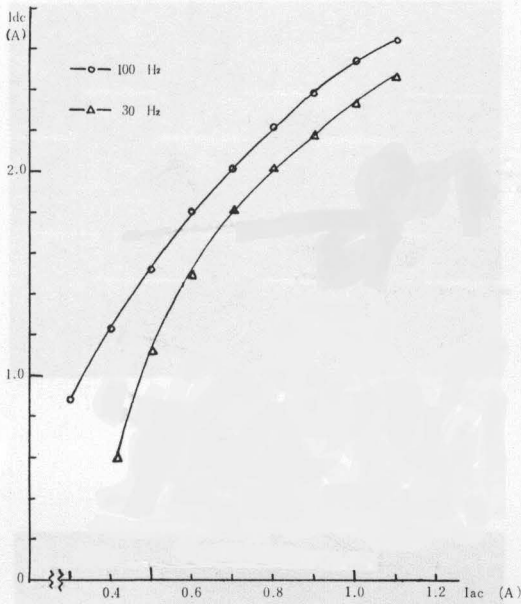


Fig. 12 Input current for output current (connecting inductive load)

大きいことを要している。これは周波数増には対し、サイリスタの転流損失や転流リアクトルの電圧降下の増大のためである。写真は低抵抗負荷接続時の相電圧と

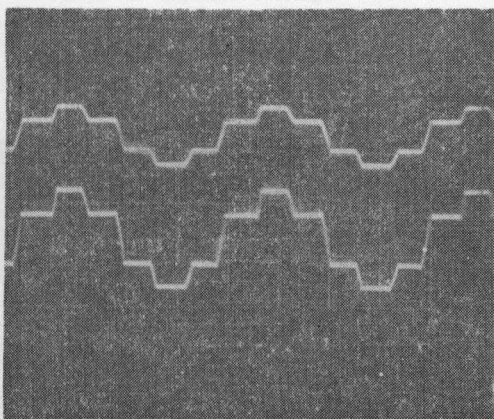


Photo. 7 Phase voltage and current (resistance load) upper;  $V_{uo}$  lower;  $I_u$

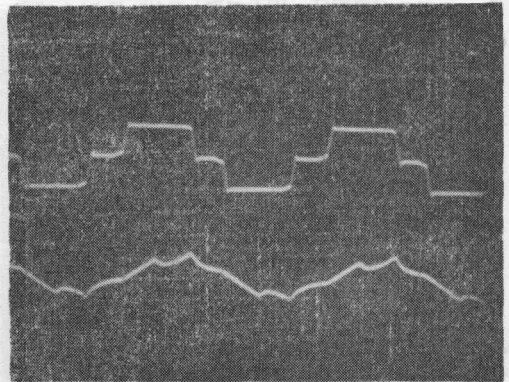


Photo 8 Phase voltage and current (inductive load) upper;  $V_{uv}$  lower;  $I_u$

相電流を、写真8は誘導負荷接続時の線路電圧と線路電流を示す。抵抗負荷に比べ誘導負荷はその電流がより正弦波に近づく。

#### 4-3 帰還ダイオードの効果

誘導負荷時において、負荷に蓄積されたエネルギーは電源側に返送され、その効率を高める。図13は抵抗負荷および誘導負荷接続時の  $I_{ac}$  -  $I_{dc}$  特性を示す。

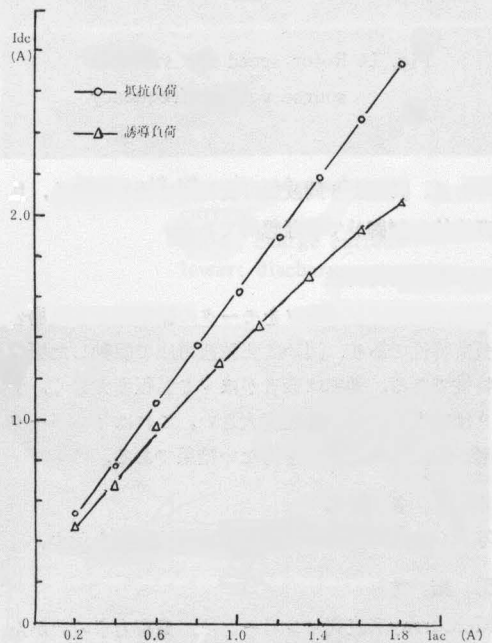


Fig 13 Input current for output current (connecting resistance and inductive load)



誘導負荷の入力電流は、出力電流1.8(A)において24%減少している。

4-4 周波数対回転速度

図14は周波数可変時の回転子速度の変化を示したも

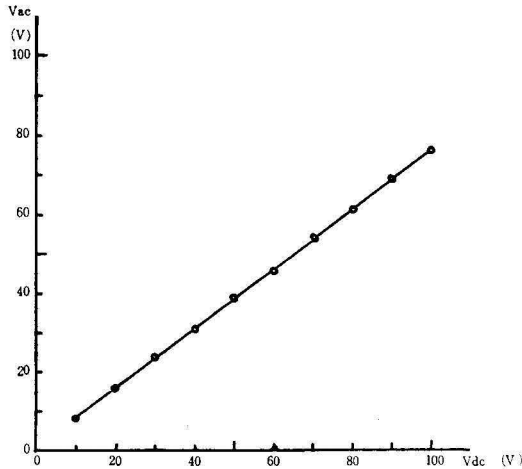


Fig. 14 Rotor speed for variable source voltage frequency

のである。同図より周波数可変範囲は極めて広く、且つ直線的な制御ができ理想的である。

4-5 負荷特性

図15は試作インバータをモータの駆動源とした場合の負荷特性であり、図16は正弦波電圧で駆動した場合の特性である。効率は後者がほゞ5%程度大きく、すべりは前者がほゞ2%程度大きい。これはインバータ波形が矩波のためやむを得ない結果である。

4-6 各部波形

写真9~14に回路各部の電圧、電流波形を示す。

5. 結 言

McMurray形直列インバータは、負荷力率のいかんを問わず転流用のL、C値をかえることなく、しかも効率をあまり犠牲にせずに動作周波数を広範囲にかえることができる。その周波数制御は、リングカウンタの

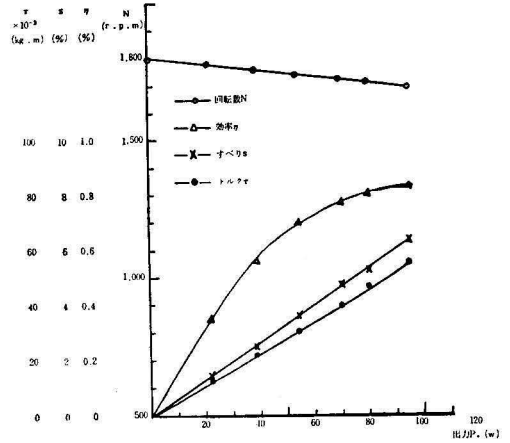


Fig. 15 Load characteristic curve (Inverter voltage)

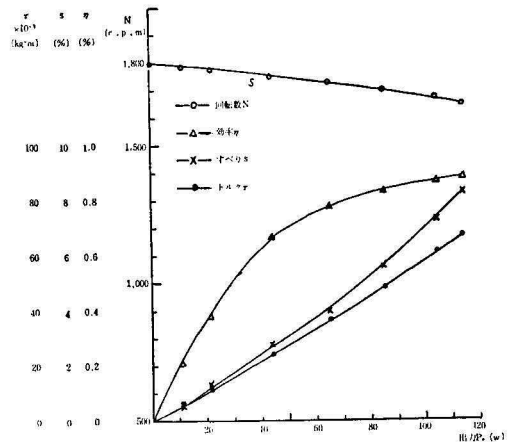


Fig. 16 Load characteristic curve (sine wave voltage)

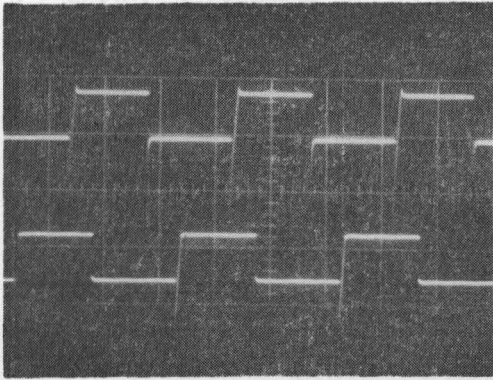


Photo. 9 Thyristor voltage  
upper; VA  
lower; VC

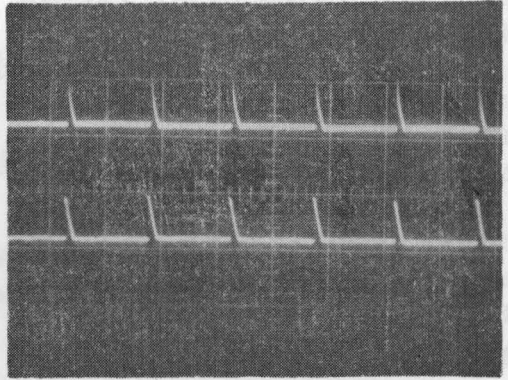


Photo. 12 Commutation reactor  
Voltage  
upper; VLA  
lower; VLB

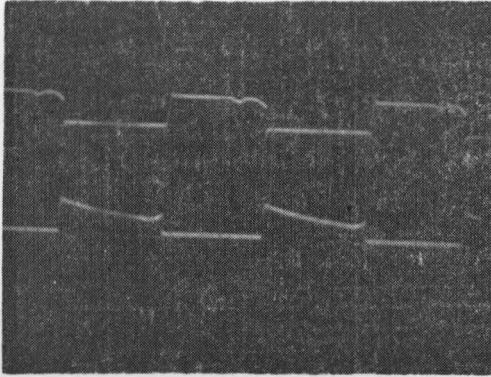


Photo. 10 Thyristor voltage  
and current (inductive load)  
upper ; VA  
lower; IA

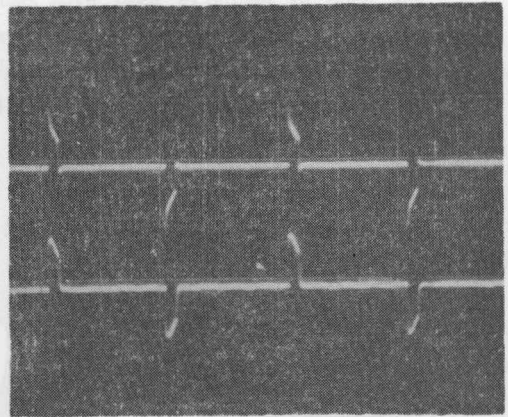


Photo. 13 Charge and discharge  
current  
upper; charge current  
lower; discharge current

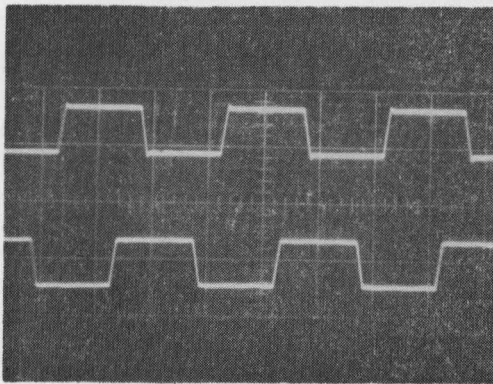


Photo. 11 Feedback diode voltage  
upper; VD1  
lower; VD3

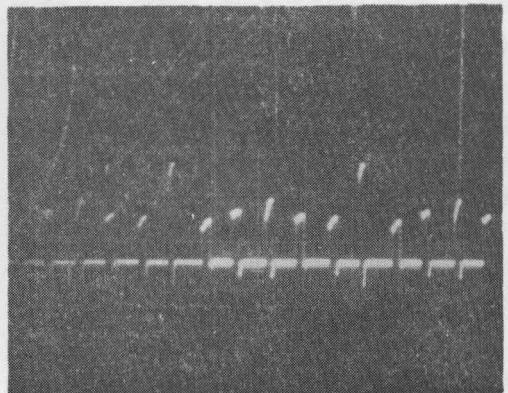


Photo. 14 Input current

周波数をかえることで容易に行えるし、又電動機印加電圧も直流電圧の可変により容易に行い得る。

誘動機減速の際、周波数を急にさげると、すべりSが負となりそのトルクは制動力として働きエネルギーは電源側に返送されて効率を高め、極めて好都合である。

上述のように種々の利点をもつが、欠点としては波形に高調波分を含むことによる騒音、効率の低下等がある。定格出力時の電動機効率は、正弦波電圧による駆動に比べ、効率力率共に2%低下し、電流は5.5%<sup>(1)</sup>増加すると報告されている。

本稿においては、動作解析を行っていないが、これはおいて報告する予定である。おわりに文献を引用させていただいた佐藤先生に深くお礼申し上げます。

#### 文 献

- 1) 佐藤，重里；東芝レビュー（18巻7号）
- 2) 茂木晃；インバータ・コンパタ
- 3) 川又晃；パルス応用回路
- 4) 佐藤則明；電学誌Vol. 84—5 No. 908
- 5) 佐藤，関；電学誌Vol. 85—4, No. 919
- 6) 佐藤；電学誌Vol. 85—2, No. 917